

マッハツェンダー型光変調器を用いた微小エレメント電界センサの特性評価

著者	田島 公博, 桑原 伸夫, 小林 隆一, 徳田 正満
雑誌名	電子情報通信学会論文誌. B-II, 通信II-無線通信・無線応用
巻	J79-B-2
号	11
ページ	744-753
発行年	1996-11-25
その他のタイトル	Evaluation of Electric Field Sensor with Very Small Element using Mach-Zehnder Interferometer
URL	http://hdl.handle.net/10228/00008500

マッハツェンダー型光変調器を用いた微小エレメント電界センサの特性評価

田島 公博[†] 桑原 伸夫[†] 小林 隆一[†] 徳田 正満^{††}

Evaluation of Electric Field Sensor with Very Small Element using Mach-Zehnder Interferometer

Kimihiko TAJIMA[†], Nobuo KUWABARA[†], Ryuichi KOBAYASHI[†]
and Masamitsu TOKUDA^{††}

あらまし 近年、1 GHz 以上での無線機器や電子機器近傍の電磁界評価や EMC 試験設備の特性評価において、電界センサが必要とされている。光変調器を用いた電界センサは、広帯域で小型化が容易であるためこのような目的に適している。本論文では、ニクロムをガラスに蒸着することにより形成した、長さ 10 mm のエレメントをもつ電界センサの構造と特性について述べている。まず、電界センサの等価回路に基づいて、その周波数特性をモーメント法により解析し、エレメント長と電界センサの周波数特性の関係を明らかにした。つぎに、電界センサを実際に作成し、その特性を求めた。その結果、センサの感度変化は 4 GHz までは ± 4 dB 以内であり、測定により求めた周波数特性は電界センサきょう体の誘電率を考慮した解析結果とほぼ一致し、解析により周波数特性を求めることが可能であることがわかった。また、測定結果より、最小検出感度は 16 mV/m であり、従来の同程度のエレメント長の電界センサの約 100 倍であること、指向特性は同調ダイポールアンテナと同程度であること、空間分解能はエレメント長と同程度は期待できることがわかった。

キーワード EMC, 電界センサ, アンテナ測定, 光変調器, 光計測, 電気光学効果, 準マイクロ波帯

1. ま え が き

移動通信サービスの発達に伴い、PHS (第 2 世代コードレス電話システム) や PDC (デジタル方式自動車電話システム)、無線 LAN 等 1 GHz 以上の無線波を使用する通信サービスが増加している。これらの無線機器は移動性に優れている反面、電子機器近傍で使用されることも多く、近年、1 GHz 以上の周波数帯域において、無線機器と電子機器の EMC が問題となりつつある。それに伴い、1 GHz 以上での無線機器や電子機器の近傍電磁界評価や EMC 試験設備の特性評価において、電界分布を精度良く測定することが重要となってきている。

従来、このような測定にはダイポールアンテナやホーンアンテナ等が使用されていたが、これらのアンテナは、(1)アンテナ自体の寸法が大きく、数 cm 程度

の空間分解能での測定は困難である、(2)アンテナによって使用周波数帯域が決まっており、広い周波数帯域で用いるためには複数のアンテナが必要である、(3)アンテナと信号のレベル測定器間の接続に金属性の同軸ケーブルを用いているため、測定レベルが接続ケーブルの状態に影響され誤差を生じる、等の問題点をもっている。

そのため、近年、検出部 (センサ) とレベル測定器間を光ファイバで結ぶ電界センサが検討されている [1]~[13]。それらは、エレメントで検出した電界レベルをセンサ本体内部に設けられたレーザダイオード等を用いて光強度変調し、その光信号を光ファイバによりレベル測定器に伝送するもの [1]~[3] と、センサ本体外部から無変調の光信号を入力し、それを LiNbO₃ 結晶等を利用した光変調器を用いて、エレメントで検出した電界レベルに従った光強度変調信号に変換して、光ファイバによりレベル測定器に伝送するもの [4]~[13] に大きく分類される。

これら 2 種類のうち、前者の電界センサは、小型で周波数帯域が (DC~18 GHz) と広く、指向特性が等

[†] NTT マルチメディアネットワーク研究所, 武蔵野市
NTT Multimedia Networks Laboratories, Musashino-shi, 180
Japan

^{††} 九州工業大学工学部電気工学科, 北九州市
Kyushu Institute of Technology, Kitakyusyu-shi, 804 Japan

方向性のものが開発されているが[3], (1)センサ本体に金属性の電気/光信号変換器が接続されているため周囲の電磁界を乱す恐れがある, (2)電気/光信号変換器がバッテリーを必要とするため長時間の測定が困難である, (3)電界最小検出感度が1~3 V/m 程度である, といった問題点をもっている。

一方, 後者の電界センサは, (1)エレメント以外のセンサ本体を非金属で構成できるので周囲の電磁界への影響が少ない, (2)光変調器はDC~数GHzで動作するため広帯域な周波数特性をもつ, (3)電源を内蔵する必要がないので長時間の測定に有効である, といった特徴を有し, EMC 測定へ適用されている。

この種の電界センサとしては, これまでに光変調器にバルクのLiNbO₃結晶を用いたものや, 光導波路を用いたものが実用化されているが[4]~[13], それらの周波数帯域は, 高々1GHz程度であり, 1GHz以上のEMC計測のためには広帯域化が望まれている。広帯域化のためには, 従来15~20cm程度の長さであった電界センサのエレメント[10]~[13]を短くすることが有効である。特に, 光変調器を用いた電界センサは構造が簡単であり, ほとんどの材料が非金属で構成されているため, 微小エレメントの電界センサに適している。

本論文では, 微小エレメントを蒸着により作成し, それを光変調器基板上に直接取り付けることにより実現した電界センサの特性について述べる。

まず, 電界センサの周波数特性をモーメント法を用いて解析し, 測定結果と比較を行っている。更に, 指向特性, 空間分解能について測定し, 同調ダイポールアンテナと比較している。

2. 微小エレメント電界センサの構造

微小エレメント電界センサの構成を図1に示す。光源には波長1.3μmのLD励起YAGレーザ光源(LD-pumped YAG laser)を, 光検出器(Photo-detector)にはPIN ホトダイオードを用いている。また, 光源と電界センサおよび電界センサと光検出器の間はそれぞれ長さ30mの偏波面保持光ファイバ(Polarization maintaining fiber)およびシングルモード光ファイバ(Single mode fiber)で接続している。ここで, 光源と光変調器を結ぶ光ファイバに偏波面保持光ファイバを用いたのは, ケーブルに加わる外乱等に対して, 光変調器に入射する光波の偏波面の安定化を図るためである。また, この電界センサは, 測定する電磁

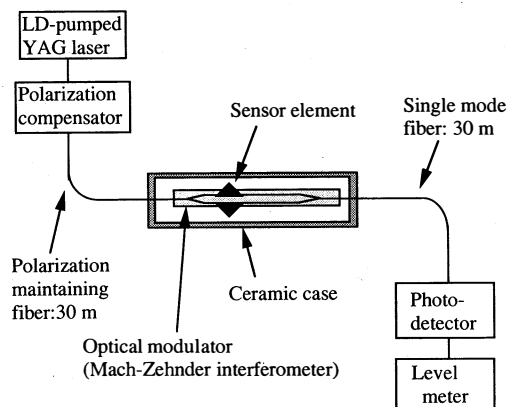


図1 マッハツェンダー型光変調器を用いた電界センサの構成

Fig.1 Configuration of the electric field sensor using Mach-Zehnder interferometer.

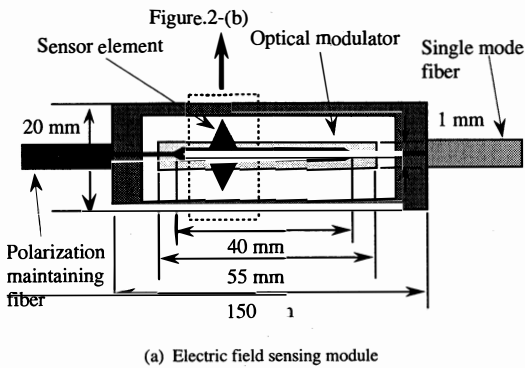
界への影響を小さくするため電極以外はすべて非金属材料を用いており, 光変調器を収納したセンサ本体には熱膨張係数の小さいセラミックスを用いている。

光源から出射した無変調の光波は, 偏波面保持光ファイバを通り, マッハツェンダー光干渉計を使用した光変調器に入射される。入射光は, 導波路の分岐点で2分割され, それぞれの導波路内を伝搬する。このとき, 外部に電界が存在すると, センサエレメント中央のギャップに電圧が誘起される。それにより, 各導波路を通る光波はそれぞれ位相変調を受け, 導波路の接合点で合成される。このときの出力光の強度 P_{out} は次式で与えられる[14]。

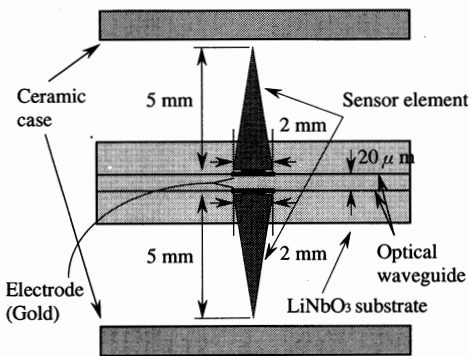
$$P_{out} = \eta(P_{in}/2)\{1 + \cos(\pi V_c/V_\pi + \phi)\} \quad (1)$$

ここで, P_{in} は入射光強度, V_π は半波長電圧で光信号の位相を π だけ変化させるのに必要な電圧, V_c はエレメントギャップの誘起電圧, η は光変調器の挿入損失, ϕ は光バイアス角で光変調器に電圧が印加されないときの二つの導波路を伝搬する光波の位相差である。 V_c は外部電界の強さに比例するので, 式(1)より出力光強度 P_{out} の変化を検出することにより, 外部電界を測定することができる。

図1に示す電界センサ本体の拡大図を図2(a)に, エレメント部分の拡大図を図2(b)に示す。光変調器は, 長さ55mm, 幅1mm, 厚さ0.5mmのZカットLiNbO₃基板上に, チタンを拡散した光導波路により, マッハツェンダー光干渉計を形成したマッハツェンダー型光変調器で, 2本の導波路の長さが40mm, 間隔が20μmである。



(a) Electric field sensing module



(b) Enlargement of the sensor element part

図 2 電界センサ本体の構造
Fig. 2 Configuration of the electric field sensor.

また、センサエレメントは長さ 5 mm、底辺 2 mm、厚さ 150 Å の三角形のニクロム膜を厚さ 0.5 mm のガラス基板上に蒸着させたもの 2 個を、光変調器上に導波路を挟むように基板上に接着したものである。

光変調器の電極は長さ 2 mm の金を二つの導波路上に蒸着により形成し、エレメントと電極の電気的接続には銀ペーストを用いている。なお、電極長に比べて導波路長が長いのは、半波長電圧数 V の光変調器用基板を利用したためで、図 2 に示す電界センサでは、もっと短い LiNbO₃ 基板も使用できる。

3. 電界センサの周波数特性の解析

センサエレメントを短くすれば、電界センサの周波数帯域を広くすることができる。金属エレメントを用いた電界センサの周波数帯域とエレメント長の関係については、既に報告されている [12]。また、ガラス基板上にニクロムをテーパ状に蒸着してエレメントとす

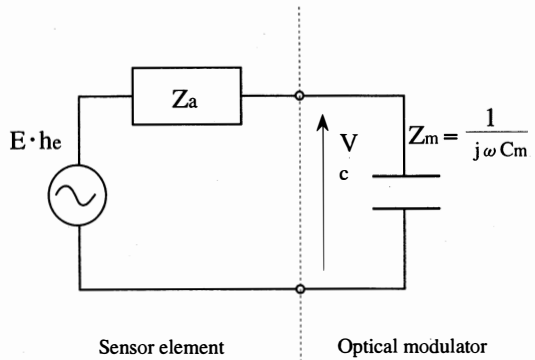


図 3 電界センサの等価回路
Fig. 3 Equivalent circuit of the electric field sensor.

ることにより、抵抗を装荷した進行波ダイポールアンテナを形成し、エレメントの共振を抑えて周波数特性を改善できることも報告されている [3], [15], [18], [19]。しかし、光変調器にこのエレメントを用いた場合にどのような特性になるかは明らかにされていない。

一方、エレメントが短くなれば、電界センサの感度は悪くなるので、できるだけ長いエレメントで目的の周波数特性を得ることが望ましい。つまり、エレメントの形状と周波数特性の関係を明らかにすることは、目的の周波数特性を最も感度が良い状態で実現させるためには必要である。そこで、電界センサの等価回路を求め、それに基づきモーメント法により電界センサの周波数特性を数値解析によって求めた。

3.1 電界センサの等価回路

図 1 の電界センサは図 3 に示すような等価回路で表される。図に示すようにセンサ本体は電界を検出するエレメント部分と光変調器部分に分けられる。エレメント部分は、外部電界強度 E とエレメントの実効長さ h_e の積で表される電圧源と、エレメントの駆動点インピーダンス Z_a とで表される。光変調器の入力インピーダンスを Z_m とすると、外部電界によって光変調器に印加される電圧 V_c は次式のように表される。

$$V_c = \frac{Z_m}{Z_a + Z_m} (E \cdot h_e) \quad (2)$$

入力インピーダンス Z_m は、LiNbO₃ 基板が絶縁体であるためキャパシタンス C_m で近似できる。光変調器内を通る光は、等価的にこのキャパシタンスに印加される電圧 V_c によって変調されると考えられ、次式で表される。

$$V_c = \frac{E \cdot h_e}{1 + j\omega C_m \cdot Z_a} \quad (3)$$

光検出器の検出光強度 P_{out} と出力電圧 V_{out} の変換係数を α とし、式(1)に式(3)を代入し、三角関数の加法定理および、一般に $V_c \ll V_\pi$ の関係があるので、 $\cos(\pi V_c / V_\pi) \approx 1$, $\sin(\pi V_c / V_\pi) \approx \pi V_c / V_\pi$ の関係を適用すると、

$$V_{out} = \alpha \eta (P_{in}/2) \left\{ 1 + \cos \phi - \frac{E \cdot h_e}{1 + j\omega C_m \cdot Z_a} \times (\pi / V_\pi) \sin \phi \right\} \quad (4)$$

となる。式(4)より、等価回路に示す各定数の値が定まれば、外部電界強度 E に比例した出力電圧 V_{out} を求めることができる。

3.2 電界センサの周波数特性解析

解析にあたっては、図4に示すように、(a)テーパ状のセンサエレメントを長さ h と幅 W が等しい (b) 短冊状 (Strip) エレメントにモデル化し、これを Kraus の近似理論 [16] によって等価半径 $a = 0.25 W$ [mm] (W : 短冊エレメントの幅) の (c) ダイポールアンテナと仮定した。

ここで、(a) のテーパ状エレメントは、センサエレメントに抵抗分布を与えるために、高い抵抗率を有するニクロムをテーパ状にし、抵抗値がエレメント先端に行くにしたがって高くなるようにすることで、進行波ダイポールアンテナを形成したものである。このような構造によって、エレメント端点における反射電流を減少もしくは消滅させ、エレメント上に定在波ができ共振するのを抑制する効果がある [3], [15], [18], [19]。

従って数値解析にあたっては、装荷される抵抗値のみを考慮し、テーパ状エレメントを金属製ダイポールアンテナに抵抗を連続装荷したものに置き換え、これを解析モデルとした。

また、本電界センサの場合、エレメントが誘電体きょう体内におさまっているため、エレメント全体が比誘電率 ϵ_r の誘電体媒質中にあると仮定し、電磁波の速度 c (光速) が、 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 倍になるとして数値解析を行った。

モーメント法によるダイポールアンテナの解析モデルを図4(c)に示す。図に示すように、エレメント長さ h のダイポールアンテナを $N+1$ 個 (N は奇数) の長さ Δz_n のセグメントに等分割し、各セグメント間のポイントに流れる電流を I_n 、給電電圧を V_n 、エレ

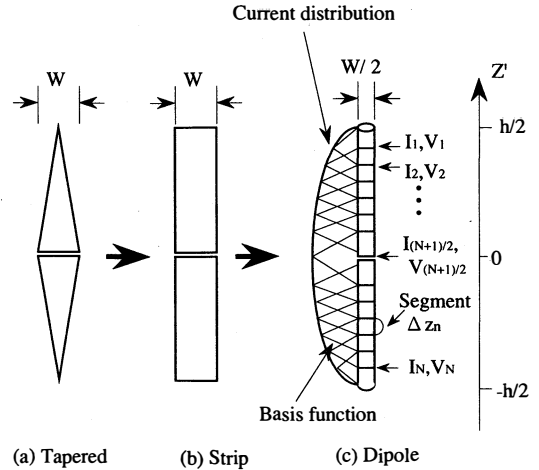


図4 電界センサエレメントの数値解析モデル
Fig. 4 Numerical analysis model for the sensor element.

ント軸の座標系を Z' とすれば、軸上の位置 z' における抵抗値 $R(z')$ は式(5)で表される。

$$R(z') = \rho / (w(z') \cdot t) \\ = \rho / \left\{ W t \left(1 - \frac{2}{h} z' \right) \right\} \quad (5)$$

ここで、 ρ はエレメント材料 (ニクロム) の抵抗率、 $w(z')$ は z' におけるテーパ状エレメントの幅、 t はエレメントの厚みである。

エレメント上の電流分布は、文献 [19] に従ってモーメント法のカレルキン法 [17] を用いて求めた。その際、ダイポールアンテナに装荷する抵抗値は、各セグメント間のポイントにおける抵抗値 R_n を求め、それを二つのセグメントで構成される微小ダイポールの自己インピーダンスに加えることによって考慮した。各ポイントにおける装荷抵抗 R_n は、式(5)を変形し次式で表される。

$$R_n = \rho(N+1)/(2nWt) \quad (n=1, 2, \dots, N) \quad (6)$$

以上より、式(4)におけるセンサエレメントの実効長さ h_e および駆動点インピーダンス Z_a は、式(7)および式(8)で表される。

$$h_e = \frac{1}{I_{(N+1)/2}} \sum_{n=1}^N I_n \Delta z_n \quad (7)$$

$$Z_a = \frac{V_{(N+1)/2}}{I_{(N+1)/2}} \quad (8)$$

ここで、 $V_{(N+1)/2}$, $I_{(N+1)/2}$ は給電点での電圧および電流である。

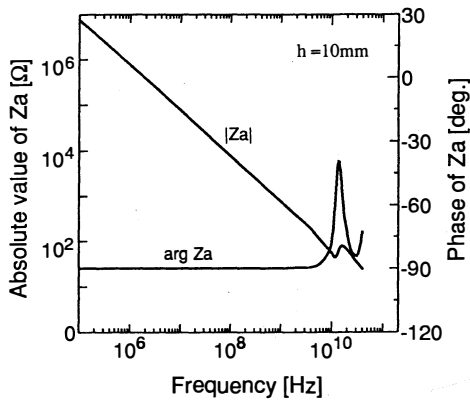


図5 駆動点インピーダンス Z_a の周波数特性
Fig.5 Frequency dependence of the driving point impedance Z_a .

表1 解析に用いた定数値
Table 1 Parameters for calculation.

Element width W	2 mm
Element thickness	150 Å
Resistivity of element material	$109 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$
Capacitance of modulator C_m	1.7 pF
Number segments of element N+1	30
Dielectric constant of ceramic case ϵ_r	8.7

電界センサの駆動点インピーダンス Z_a , およびエレメントの実効長 h_e を式(7), (8)より求めた結果を図5に示す。また, 解析に用いた定数値を表1に示す。解析では, エレメントの分割数 $N+1$ は解が精度良く求められる値として $N+1=30$ とし, 展開関数および重み関数には三角形関数を用いた。

図5は駆動点インピーダンス Z_a の周波数特性を示している。図に示すように, 10 GHz 程度までは, 駆動点インピーダンスの絶対値は対数軸上の周波数に比例して減少し, 位相角は90度であり, この周波数帯域では駆動点インピーダンスはキャパシタンスで表すことができることがわかる。その場合, $Z_a=1/j\omega C_a$ とおくと, 式(4)は,

$$V_{\text{out}} = a\eta(P_{\text{in}}/2) \left\{ 1 + \cos \phi - \frac{E \cdot h_e}{1 + C_m/C_a} (\pi/V_\pi) \sin \phi \right\} \quad (9)$$

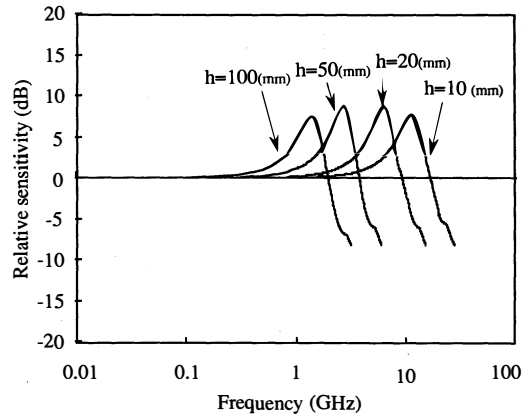


図6 電界センサ周波数特性のエレメント長依存性
Fig.6 Relationship between frequency response and element length.

となる。

式(9)は印加電界の周波数の項目を含んでおらず, この電界センサが周波数によらず一定の感度特性を示すことを意味している。

表1に示す定数を用いて, エレメント長をパラメータとしたときの電界センサの相対感度と周波数の関係を求めた結果を図6に示す。表1に示す定数値の中で光変調器の入力容量は1 MHzでの測定値を使用した。この値はエレメントに漂遊容量分の誤差を含んでいるが, 解析の簡易化のため, 誤差は考慮しなかった。また図6は, 10 MHzの感度で正規化した相対感度を示している。

図に示すように, エレメントが短くなるに従って, 周波数が高い領域まで一定の感度特性が得られていることがわかる。この図を用いて, 目的の周波数帯域のエレメント長を選ぶことにより, 感度が最も良い状態で目的の周波数帯域をもつ電界センサを実現できる。

4. 電界センサの特性測定結果

図1, 図2に示す電界センサを作成して, その特性を測定した。作成した電界センサの外観を図7に示す。電界センサに使用した光変調器の挿入損失は7.5 dB, 光バイアス角は $\pi/2$ (いずれも1.3 μm) である。光源には, 出力30 mWで波長1.3 μmのLD励起YAGレーザを用い, 光ファイバ内の光電力は13 dBmであった。また光検出器には, 周波数帯域DC~15 GHzのPINホトダイオード(HP 11982)を使用した。

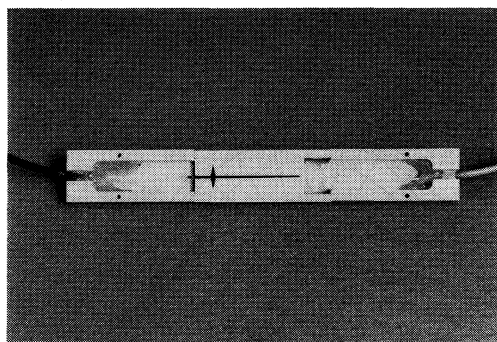


図 7 試作した微小エレメント電界センサの外観
Fig. 7 Photograph of sensor with very small element.

4.1 周波数特性

電界センサの周波数特性測定は、縦 9 m、横 6 m、高さ 6.5 m（作業空間：縦 7 m、横 4 m、高さ 5.2 m）の半無響室の床面に、高さ 30 cm の電波吸収体を敷き詰めた全無響室で行った。測定系を図 8 に示す。全無響室の中に電界センサを設置し、3 m 離れた位置に設置した送信アンテナ（標準ホーンアンテナ）から垂直偏波の電界を印加した。送信アンテナには、計測室に設置した発信器の出力をパワーアンプで増幅し、長さ約 10 m、直径 10 mm の同軸ケーブルを介して印加した。また、送信アンテナより放射された電界の強さは、エムコ社の電界プローブ（モデル 7121）を用い、電界の垂直成分が各測定周波数において 5 V/m になるように、発信器の出力を調整した。

電界センサは、電波暗室内で高さ 1 m の発泡スチロール製台の上に、エレメントが電界の向きと同じになるように設置し、計測室に設置したレーザ光源、光検出器およびスペクトラムアナライザに光ファイバで接続し、光検出器の出力電圧をスペクトラムアナライザで測定した。また、周波数 1~15 GHz まで、周波数帯域により、1~2, 2~3.6, 3.95~5.85, 5.85~8.2, 8.2~12.4, 12.4~18 GHz の 6 個の標準ホーンアンテナを使用した。

電界センサの周波数特性の測定結果を図 9 に示す。●は、測定値であり、実線は、3. に基づいて求めた理論値である。図の測定値より、本電界センサは、おおむね 4 GHz までは ± 4 dB の範囲で一定の感度が得られていること、10 dB 程度感度は下がるが、9 GHz 程度までは使用可能であることがわかる。また、理論値の薄い実線は、比誘電率 ϵ_r ($=8.7$) の誘電体きょう体（窒化アルミセラミックス）の影響を考慮し、エ

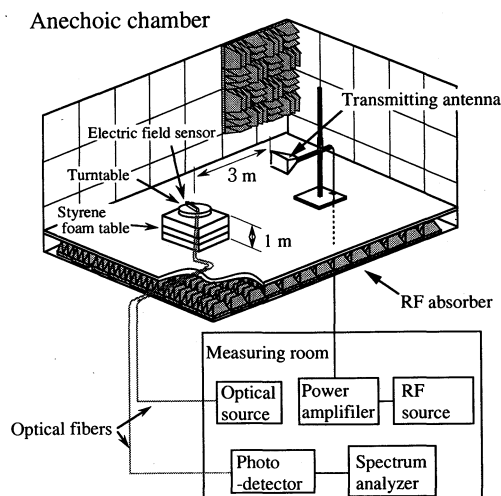


図 8 電波暗室における電界センサ特性測定系
Fig. 8 Setup for measuring the characteristics of an electric field sensor.

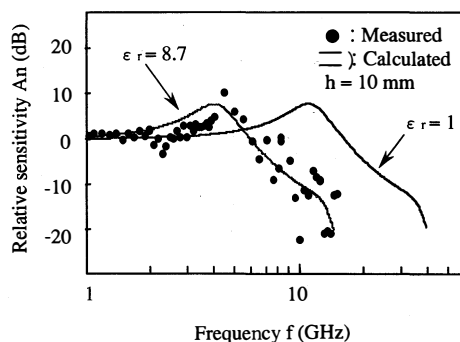


図 9 電界センサ周波数特性の測定結果
Fig. 9 Frequency response of the electric field sensor.

レメント全体が ϵ_r の媒質中にあると仮定して数値解析を行った結果である。測定値と誘電体きょう体の影響を考慮した場合の理論値はよく一致しており、本数値解析法により電界センサの周波数特性を推定できることがわかる。

4.2 感度特性

電界センサの感度特性の測定は、図 8 に示す周波数特性測定と同様な測定系で行った。測定では、1.5, 1.9, 2.5 GHz の各周波数において、印加電界強度を変えていき、そのときの光検出器の出力電圧をスペクトラムアナライザで測定した。なお、そのときのスペクトラムアナライザの設定値は、ビデオバンド帯域幅 100 Hz、周波数スパン 0 Hz、掃引時間 500 ms であった。

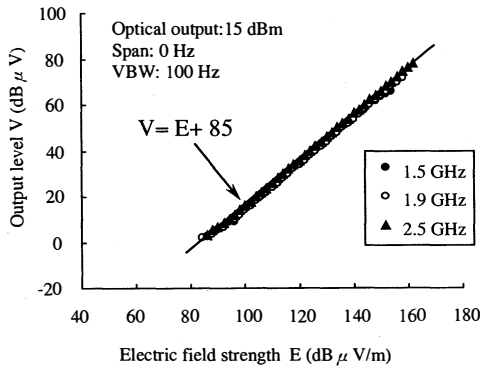


図 10 電界センサ感度特性の測定結果
Fig. 10 Sensitivity of the electric field sensor.

感度特性の測定結果を図 10 に示す。印加電界強度を 84~162 dB $\mu\text{V}/\text{m}$ (測定限界) まで変化させ、光検出器の出力電圧を測定した。図より、三つの周波数における各検出電圧は、ほぼ同じ線形性をもっており、ダイナミックレンジは 78 dB 以上であること、印加電界強度と光検出器の出力比、すなわちアンテナファクタは 85 dB であること、また、最小検出電界強度は 84 dB $\mu\text{V}/\text{m}$ (16 mV/m) であることがわかる。この周波数帯域における、市販の電界センサの最小検出電界強度は 2 V/m であるので、この電界センサは 100 倍程度感度が良いことになる。

4.3 電界センサの指向特性

指向特性は、図 8 の測定系において、1 m の発泡スチロール製台 (Styrene foam table) 上に、空気圧で動作する FRP 製のターンテーブルを設置し、更にその上に設置した高さ 15 cm の発泡スチロール製台の上に電界センサを取り付けて行った。

エレメントに垂直な面での指向特性は、垂直偏波の電界をエレメントを垂直方向に設置した電界センサに印加し、ターンテーブルを 15 度ごとに 360 度回転させ測定した。一方、エレメントを含む面での指向特性は、水平偏波の電界を水平方向に設置した電界センサに印加し、感度が非常に小さくなる谷の部分では、ターンテーブルを 2~3 度ごとに 360 度回転させ、電界センサの出力電圧をスペクトラムアナライザを用いて測定した。なお、スペクトラムアナライザの設定条件は、4.2 と同じである。

エレメントに垂直な面での指向特性の測定結果を図 11 に示す。測定は、周波数 1.5, 1.9, 2.5 GHz の 3 周波数で行った。図で軸方向は、電界センサの出力感度の相対値を示しており、2.5 GHz での最大値を基準に

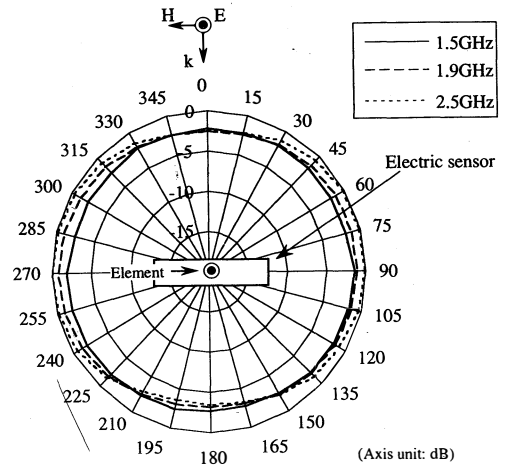


図 11 電界センサ指向特性の測定結果—エレメントに垂直な面

Fig. 11 Directional pattern of the electric field sensor in the vertical plane against element.

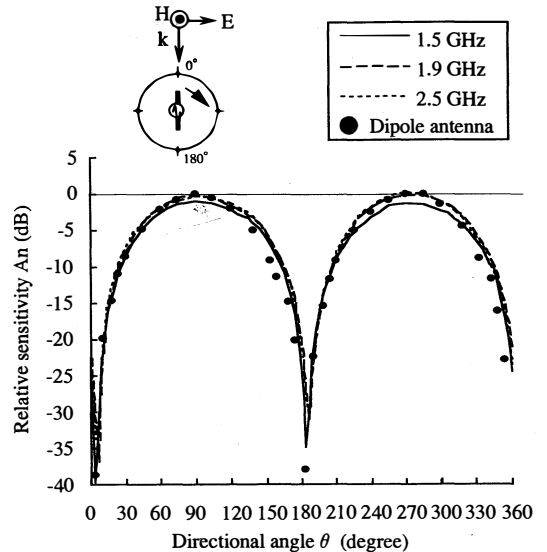


図 12 電界センサ指向特性の測定結果—エレメントを含む面

Fig. 12 Directional pattern of the electric field sensor in the plane including element.

した。

感度の最大偏差は、1.5 GHz で 0.8 dB, 1.9 GHz で 2.3 dB, 2.5 GHz で 3.5 dB であり、ほぼ無指向性であるが、周波数が高くなるに従って感度の偏差が大きくなる傾向であった。原因としては、90 度と 270 度で特に偏差が大きいため、光変調器基板やきょう体

の影響によるものと考えられる。

エレメントを含む面での指向特性の測定結果を図12に示す。測定は、周波数1.5, 1.9, 2.5 GHzの3周波数で行った。図で縦軸は、電界センサ出力電圧の相対値を示しており、2.5 GHzでの最大値を基準にした。また、横軸は、電界センサの回転角度を示している。更に、比較のために、2.5 GHzに同調させたダイポールアンテナの指向特性の特性測定も行い、その値を●で示した。

図より、電界センサのエレメントが、電界の偏波方向と平行の場合に感度は最大となり、直交する場合には最低となる。最大感度と最小感度の比は、ダイポールアンテナで約39 dBであるのに対して、電界センサの場合は、33~40 dBであり、電界センサの特性は、ほぼダイポールアンテナと同程度と言える。

4.4 空間分解能特性

電界センサの空間分解能を図13に示すような測定系を用い、空間定在波比を測定することによって評価した。測定にあたっては、まず6面電波暗室内に縦2 m、横2 mの金属板を床面に垂直に立て、4.5 m離れた正面の位置に設置した送信アンテナから、垂直偏波の電磁波を印加し、定在波を発生させた。つぎに、FRP製の移動台を金属板面の中央位置に設置し、移動部分が板面に垂直方向に移動できるよう配置した。更に、移動台に高さが80 cmになるよう発砲スチロール製の台を設置し、その台上に電界センサ若しくは2.5 GHzに同調させたダイポールアンテナをエレメントが移動軸上に平行になるよう固定した。

ここで、垂直偏波の電磁波を印加したにもかかわらず、電界センサ又はダイポールアンテナのエレメントを水平にし、移動軸Xに平行に移動させたのは、エレメントを移動軸Xに対して垂直にした場合、エレメントの長さの違いによる分解能差が得られにくいためである。

電界センサ若しくはダイポールアンテナは、金属板面からの離隔距離 x が1~1.4 mの40 cmの範囲で1 cmごとに移動させた。このときの電界強度の変化は定在波分布となり、印加電磁波 $E_i = A \exp(j\beta x)$ が金属板面上で全反射していると仮定すると、距離 x における電界強度 $E(x)$ は次式で表される。

$$|E(x)| = |2A \cos(-\beta x + \theta_0)| \quad (10)$$

ここで、 A は入射波の振幅、 $\beta (=2\pi/\lambda)$ 、 λ :波長は位相定数、 θ_0 は反射波の位相角で、全反射の場合は $\theta_0 = \pi$ である。なお、測定にあたっては、電界強

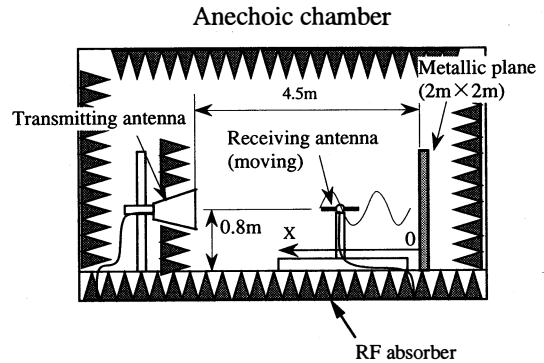


図13 空間定在波比測定系

Fig. 13 Setup for measuring space voltage standing wave ratio.

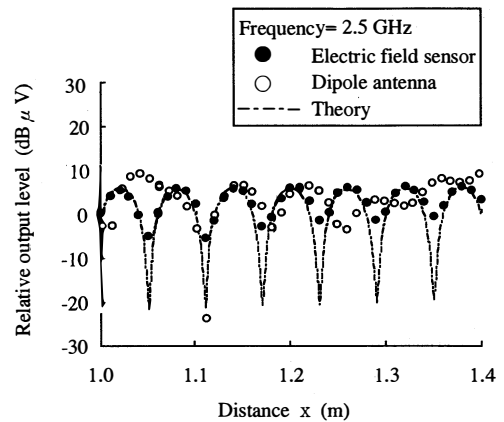


図14 空間定在波比の測定結果

Fig. 14 Measured space voltage standing wave ratio.

度と距離のみ測定し、 θ_0 の測定は行わなかった。

測定結果を図14に示す。縦軸は、電界強度の相対値を示しており、 $x=1$ mでの電界センサによる測定値を基準(0 dB)にしている。また、式(10)による理論値の場合も、測定値の場合と同様に、 $x=1$ mにおける計算値を基準として示した。

図より、電界センサの測定値は理論値に近い結果となっており、定在波分布を正確に測定できていることがわかる。一方、ダイポールアンテナの測定値は理論値とかなりずれており、エレメント寸法の大きさや金属ケーブルにより電界分布の乱れが生じているものと思われる。また、図14より、測定結果は1 cmステップでは理論値をよく追従しており、電界センサの空間分解能としてエレメント長と同等である1 cm程度は期待できることがわかる。

5. む す び

微小エレメントをもつ光変調器を用いた電界センサは、入力インピーダンスが通常のアンテナと異なり容量性であるため、感度特性が広い周波数帯域で一定であると同時に、エレメントを小型化できるため、1 GHz 以上の高い周波数での電界分布測定に有効である。そこで、等価回路に基づいて周波数特性の数値解析を行うと同時に、電界センサを試作し特性を測定した。その結果以下のことがわかった。

(1) 10 mm のエレメントを用いた電界センサは、4 GHz 程度まで一定の感度を有しており、10 dB 程度感度は下がるが 9 GHz 程度まで使用できる。

(2) モーメント法を用いて求めた相対感度の周波数特性の理論値と測定値は、数値解析においてセンサ誘電体きょう体の影響を考慮すれば、ほぼ一致しており、本論文で用いた解析法により電界センサの周波数特性を求めることができる。

(3) 電界センサの最小検出可能電界強度は 16 mV/m であり、市販の電界センサの約 100 倍である。

(4) 指向特性は同調ダイポールアンテナと同等である。

(5) 空間分解能は、エレメント長と同等である 1 cm 程度は期待できる。

今後の課題としては、感度特性を含めた最適設計法の確立が必要と考えられる。

謝辞 本論文を作成するにあたり、有意義な御討論、御協力を頂きました NTT マルチメディアネットワーク研究所 (元, NTT 通信網研究所通信品質研究部) 間瀬健一部長、電磁環境研究グループの皆様、ならびに福井工業大学芳野赳夫教授に深く感謝致します。

文 献

- [1] K. Murakawa, K. Kuwabara, and F. Amemiya, "Receiving properties of a receiving spherical dipole antenna," IEICE Technical Report, EMCJ 87-86, 1991.
- [2] W. R. Pfaff, K. Foaser, and M. Lutz, "Potential-free spherical sensor for field strength measurement in NEMP research and testing," Proc. 8th International Zurich Symp. on EMC, Switzerland, pp. 35-40, March 1989.
- [3] M. Kanda and L. D. Driver, "An isotropic electric-field probe with tapered resistive dipoles for broadband Use, 100 kHz to 18 GHz," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-35, no. 2, pp. 124-130, Feb. 1987.
- [4] K. D. Masterson, L. D. Driver, and M. Kanda, "Photonic probes for the measurement of electromagnetic fields over broad bandwidths," IEEE, National Symp. on EMC, Denver, The U. S. A., pp. 1-6, Aug. 1989.
- [5] J. C. Wyss and S. T. Sheeran, "A practical optical modulator and link for antennas," IEEE J. Lightwave Technology, vol. LT-3, no. 2, pp. 316-321, April 1985.
- [6] 菊田和宏, 在原 守, 吉川 浩, 大野 豊, "光導波路を用いた広帯域光電圧センサの基礎研究," 平元日大理工学部学術講演会論文集, M-53, pp. 615-616, 1989.
- [7] 杉原 洋, 佐藤 稔, 中島将光, "導波形光変調器を用いた電界計測," 1988 信学秋季全大, C-324, C-1-206, 1988.
- [8] V. B. Baglikov, R. Yu. Dolinin, E. M. Pelekhatyi, and R. F. Tavlykaev, "Investigation of an electric field sensor based on an integrated optical Mach-Zehnder optical modulator," IEEE J. Lightwave Technology, vol. LT-3, no. 2, pp. 316-321, 1988.
- [9] 伊藤 博, 市川 正, 加藤 寛, 松田守弘, 高橋信明, "Ti: LiNbO₃ 光導波型センサによる低周波電界計測," 信学技報, EMCJ 90-96, pp. 25-32, 1990.
- [10] K. Tajima, N. Kuwabara, and F. Amemiya, "Highly sensitive electric field sensor using LiNbO₃ optical modulator," Trans. IEICE, vol. J 74-BII, no. 7, pp. 1941-1943, July 1991.
- [11] N. Kuwabara, K. Tajima, R. Kobayashi, and F. Amemiya, "Development and analysis of electric field sensor using LiNbO₃ optical modulator," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 34, no. 4, pp. 391-396, Nov. 1992.
- [12] 田島公博, 桑原伸夫, 雨宮不二雄, 小林隆一, "LiNbO₃ を用いた電界センサのインダクタンス装荷による感度向上法," 信学論 (B-II), vol. J 76-B-II, no. 6, pp. 538-545, June 1993.
- [13] M. Kondo, Y. Tokano, T. Tanabe, and R. Muramatsu, "Refraction type electro-optic electric field sensor with LiNbO₃ optical waveguide," IEEE International Symp. on EMC, Sendaï, Japan, pp. 774-777, May 1994.
- [14] K. Kawano, T. Kitoh, O. Mitomi, T. Nozawa, and H. Jumonji, "A wideband and low-driving power phase modulator employing a Ti: LiNbO₃ optical waveguide at 1.50 μ m wavelength," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 1, no. 2, Feb. 1989.
- [15] M. Kanda, "The Time-Domain Characteristics of a Traversing-Wave Linear Antenna with Linear and Nonlinear Parallel Loads," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-28, no. 2, pp. 267-276, March 1980.
- [16] J. D. Kraus, "Antennas," McGraw Hill, New York, 1950.
- [17] R. F. Harrington, "Field computation by moment method," The Macmillan Company, New York, 1968.
- [18] 電子通信学会編, "アンテナ工学ハンドブック," 第3章 3.1 節, オーム社, pp. 39-59, 1980.
- [19] M. Kanda, "A Relatively Short Cylindrical Broadband Antenna with Tapered Resistive Loading for

Picosecond Pulse Measurements, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. AP-26, no. 3, pp. 439-447, May 1978.

(平成8年5月13日受付, 7月23日再受付)



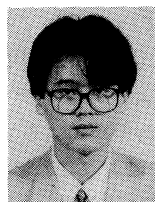
田島 公博 (正員)

昭61 熊本大・工・電気卒。平元同大大学院修士課程了。同年日本電信電話(株)(現, NTT) 通信網総合研究所入所。EMC における光計測技術の研究に従事。平3~5 NTT 技術協力センタにおいて, フィールドでの通信 EMC 障害に対する技術者への技術サポートに従事し, 保守支援ツール, ノイズフィルタ等, 電磁防護品を開発。現在, 1GHz 以上における通信 EMC の研究, 光計測技術の研究に従事。NTT マルチメディアネットワーク研究所研究主任。IEEE 会員。



桑原 伸夫 (正員)

昭50 静岡大・工・電子卒。昭52 同大大学院修士課程了。同年電電公社(現, NTT) 茨城電気通信研究所入所。以来, 通信システムの雷防護, 光ファイバの信頼性評価, 通信システムの EMI 評価, EMC における光計測技術に関する研究・開発に従事。現在, NTT マルチメディアネットワーク研究所グループリーダー。工博。IEEE 会員。



小林 隆一 (正員)

平3 電通大・電気通信・通信卒。平5 同大大学院博士前期課程了。同年日本電信電話(株)(現, NTT) 通信網総合研究所入所。EMC における光計測技術に関する研究・開発, 電磁妨害波の伝搬方向特定技術, 波源探査技術の研究に従事。現在, NTT マルチメディアネットワーク研究所社員。IEEE 会員。



徳田 正満 (正員)

昭42 北大・工・電子卒。昭44 同大大学院修士課程了。同年電電公社(現, NTT) 茨城電気通信研究所入所。以来, 光ケーブルの伝送特性測定法, 通信装置の EMC 技術等に関する研究に従事。現在, 九州工大工・電気・教授。工博。昭61 年度業績賞受賞。IEEE 会員。